

複数台並列接続された単相インバータの 高速サンプリングを使ったキャリア同期法

岩本 拓巳* 渡辺 大貴 中田 祐樹 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Carrier Synchronization Method using High-Speed Sampling for Single-Phase Inverters of Multiple Units Connected in Parallel

Takumi Iwamoto*, Hiroki Watanabe, Yuki Nakata, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a carrier synchronization control for a single-phase inverter with multiple units connected in parallel. Circulating currents due to carrier asynchrony occur in parallel-connected inverters with autonomous distributed operation. The proposed method achieves carrier synchronization by controlling the active power of the switching frequency to zero. The active power of the switching frequency is calculated using high-speed sampling, switching state and fast Fourier transform (FFT). The proposed method is implemented in a single-phase inverter and does not need communication between units. The proposed control method is demonstrated by simulation, showing that the circulating current is reduced to less than 0.02p.u.

キーワード: ユニバーサルスマートパワーモジュール, 並列運転, 循環電流, キャリア同期
(Universal smart power module, Parallel operation, Circulating current, Carrier synchronization)

1. はじめに

電力変換器開発の単純化を目的に第2期 SIP(内閣府戦略的イノベーション創造プログラム)において USPM (Universal Smart Power Module)が提案された⁽¹⁾⁻⁽³⁾。USPMは主回路やゲートドライバ, コントローラなどの電力変換器の構成要素を一つのモジュールに統合したものである。

USPMに内蔵される USPM コントローラは高性能な SoC-FPGA と 50 MHz A/D コンバータを搭載し, 最大 12.5 MHzでのサンプリングが可能である。そのため, 電圧や電流のスイッチング成分を検出可能である。USPM コントローラの性能は系統連系インバータ⁽⁴⁾や PMSM ドライブシステム⁽⁵⁾において検証されており, 高い制御応答性やシステムのロバスト性の向上が確認されている。また, USPM コントローラを用いた瞬時 FFT 解析⁽⁶⁾が検討されている。

USPM を用いた電力変換システムでは, USPM の並列接続により大電流に対応できるが, 自律分散型の並列接続ではキャリア非同期による循環電流が発生する。これまでに, キャリア同期手法がいくつか提案されている⁽⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾。文献(7)では同期信号線を用いた方法が提案されている。しかし, USPM を用いた電力変換システムでは各 USPM 間で直接通信を行わず, システム全体の統括制御を担うマスターコントローラを介する必要がある。マスターコントローラ-USPM 間は無線通信を想定しており, 有線によるキャリア

同期は適さない。また, 無線通信を用いた手法も考えられるが, 無線通信は通信速度が低く, 信頼性も低いため, キャリア同期には適していない。そのため, USPM による電力変換システムではマスターコントローラや他の USPM との通信を必要としないキャリア同期が理想的である。文献(8), (9), (10)のキャリア同期手法は通信を必要としないが, 文献(8)ではノイズの影響が無視できず, 文献(9)は系統の位相情報を基にキャリア同期を実現するため系統周波数の変動に大きく影響を受ける。また, 文献(10)の手法は2台並列接続時のみ適用可能であり, 複数台接続には対応できない。

著者らは文献(11)において2台並列単相インバータの通信レスキャリア同期法を提案した。文献(11)で提案した制御では USPM コントローラによる高速サンプリングを活用し, インダクタ電流のスイッチング周波数成分を検出するとともに, その有効電力を算出する。キャリア同期時にはインバータ出力電圧のキャリア周波数成分とそれにより流れるインダクタ電流の位相差は 90° となることに着目し, キャリア周波数成分の有効電力がゼロになるようにキャリア位相を制御することでキャリアを同期する。本制御は FFT と積分を使用することによりノイズの影響を抑制できる。また, 系統の位相情報を必要としないため, 系統周波数の変動に影響を受けない。

本論文では, 文献(11)で提案した2台並列接続単相インバータのキャリア同期法を, 複数台並列接続へ拡張する手法

について検討する。まず、複数台並列接続時における循環電流と有効電力を算出し、文献(11)の提案手法が複数台接続時にも適用可能であることを示す。次に、制御ブロック図を示し、複数台接続時における提案手法の動作を説明する。最後に、提案手法の効果をシミュレーションにより検証する。シミュレーションの結果、循環電流が0.02p.u.以下に抑制されることを確認したため報告する。

2. 回路構成と循環電流発生原理

図1に N 台並列接続された単相インバータの回路図を示す。本回路は系統連系を想定しており、 ω は系統の角周波数である。各インバータはバイポーラ変調で動作し、それぞれが電流制御器を有する。電流指令値は、本システムを統括制御するマスターコントローラから送信され、すべてのインバータが同じ指令値で動作する。一方、自律分散型の電力変換器では、キャリア非同期による循環電流が問題となる。本論文では、簡略化のためキャリア周波数の基本波成分を用いて循環電流を算出する。

図2にキャリア周波数の基本波成分における図1の出力側の等価回路を示す。 ω_f はキャリアの角周波数、 $\delta_2, \delta_3, \dots, \delta_N$ は v_1 に対するキャリア位相差である。 x 番目($x=1, 2, \dots, N$)のインバータ v_x に流れる電流 i_x は(1)式で表される。

$$i_x = \frac{V_{DC}}{\omega_f (nLL_g + L^2)} \left\{ A_{ix} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + B_{ix} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right\} \dots (1)$$

ここで A_{ix}, B_{ix} は以下の(2), (3)式で表される。

$$A_{ix} = (NL_g + L) \cos \delta_x - L_g \left(1 + \sum_{k=2}^N \cos \delta_k \right) \dots (2)$$

$$B_{ix} = (NL_g + L) \sin \delta_x - L_g \sum_{k=2}^N \sin \delta_k \dots (3)$$

なお、1番目のインバータは以下の(4), (5)式となる。

$$A_{i1} = L_g \left(N - 1 - \sum_{k=2}^N \cos \delta_k \right) + L \dots (4)$$

$$B_{i1} = -L_g \sum_{k=2}^N \sin \delta_k \dots (5)$$

x 番目のインバータに流れる循環電流 i_{x_loop} は $i_{1,x}$ から(6)式で表される。

$$i_{x_loop} = \sum_{k=1}^N (i_x - i_k) = \frac{V_{DC}}{\omega_f L} (C_{ix} \sin \omega t - D_{ix} \cos \omega t) \dots (6)$$

ここで C_{ix}, D_{ix} は(7), (8)式で表される。

$$C_{ix} = N \sin \delta_x - \sum_{k=2}^N \sin \delta_k \dots (7)$$

$$D_{ix} = N \cos \delta_x - 1 - \sum_{k=2}^N \cos \delta_k \dots (8)$$

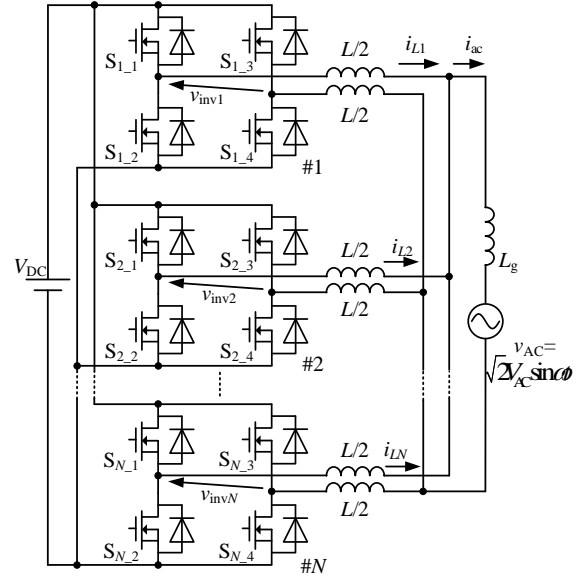


Fig. 1 Circuit configuration.

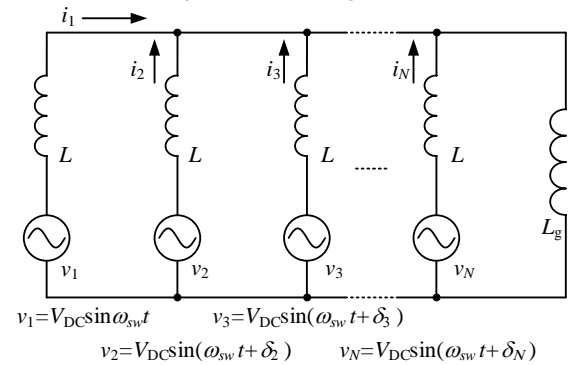


Fig. 2 Equivalent circuit of carrier frequency components.

なお、1番目のインバータの循環電流は以下の(9), (10)式となる。

$$C_{i1} = -\sum_{k=2}^N \sin \delta_k \dots (9)$$

$$D_{i1} = N - 1 - \sum_{k=2}^N \cos \delta_k \dots (10)$$

ここで、キャリアの同期がとれているとき($\delta_2 = \delta_3 = \dots = \delta_N = 0$)、(7)式より循環電流がゼロとなる。また、(1)式よりキャリア同期中は $B_{ix} = 0$ となるため、電圧 v_x に対する電流位相は 90° となる。

次にキャリア周波数成分の有効電力を導出する。キャリア同期時に有効電力がゼロになれば、文献(11)で提案したキャリア同期手法が適用可能である。(1)式を変形すると(11)式で表すことができる。

$$i_x = I_x \sin(\omega_f t - \phi_x) \dots (11)$$

ここで、 i_x の振幅 I_x は(12)式、遅れ位相角 ϕ_x は(13)式で表される。

状態と入力電圧，およびインダクタ電流の検出のみを使用するため，他のインバータの情報を必要とせず，マスターコントローラや各スレーブコントローラとの通信なしにキャリア同期が可能である。また，高速サンプリングではノイズが問題となるが，本制御ではインダクタ電流のスイッチング周波数成分を FFT により取得するため，ノイズの影響を抑制できる。

文献(11)では一方のインバータにのみキャリア同期制御を適用していたが，本論文ではすべてのインバータにキャリア同期制御を適用する。すべてのインバータにキャリア同期制御を適用した場合，キャリア位相の平均値に収束する。一方，1つのインバータを基準とした場合，他のインバータはキャリア位相の平均値に対してキャリア位相をシフトしていくため，基準のインバータの位相が平均値から大きくずれていると，キャリア同期速度が遅くなる。

4. シミュレーション結果

表 1 にシミュレーション条件を示す。並列数は 5 台とし，20 kW で動作する。本論文では，USPM コントローラを想定して，制御はすべて離散化し，有効電力導出部は 10 MHz でサンプリングする。FFT による有効電力算出部では，サンプリング周波数による量子化誤差低減のため，FFT はスイッチング周波数の 10 周期分の範囲で処理を行う。同様に有効電力の算出もスイッチング周波数の 10 周期分の範囲で行う。また，電流制御部はスイッチング周期で動作する。加えて，ノイズの影響を確認するため，高速サンプリング部に定格電流の 1% を標準偏差とするホワイトノイズを挿入している。

図 4 に定格動作時の系統電圧，インバータ#1 のインダクタ電流 i_{L1} と循環電流 i_{1_loop} を示す。キャリア同期前のインバータ#1 に対する位相差は $\delta_2 = 15^\circ$ ， $\delta_3 = 30^\circ$ ， $\delta_4 = 45^\circ$ ， $\delta_5 = 90^\circ$ に設定し，20 ms でキャリア同期制御をオンにする。キャリア同期前の循環電流の実効値の平均は 8350 mA (0.42p.u.)，キャリア同期後は 265 mA (0.013p.u.) となり，キャリア同期により，循環電流を抑制されたことを確認した。

図 5 にキャリア同期前とキャリア同期後のインバータ#1 のインダクタ電流と循環電流の，系統電圧 0 V 時の拡大波形を示す。キャリア同期前の位相差は，図 4 のシミュレーションと同じ条件である。キャリア同期前のインダクタ電流は三角波ではなく，キャリア非同期により循環電流が発生している。一方，キャリア同期後は系統電圧 0 V 付近におけるキャリア位相が完全に一致しており，インダクタ電流は三角波となり，循環電流はゼロとなっている。また，キャリア同期によりインダクタ電流の振幅が 7.5 A から 4.2 A に低減し，インダクタ電流の実効値も低減される。

図 6 に定格動作時の系統電圧とキャリア周波数成分の有

Table 1 Simulation condition.

Quantity	Symbol	Value
DC voltage	V_{DC}	400 V
Grid voltage	v_{ac}	200 V _{rms}
Grid frequency	f	50 Hz
Rated current of one unit	$i_{L1} \sim i_{L5}$	20 A _{rms}
Rated power of one unit	$P_1 \sim P_5$	4 kW
Grid side inductance	L	160 μ H (%Z=0.5%)
Inverter side inductance	L_g	64 μ H (%Z=1%)
Switching frequency	f_{sw}	100 kHz
Number of units	N	5

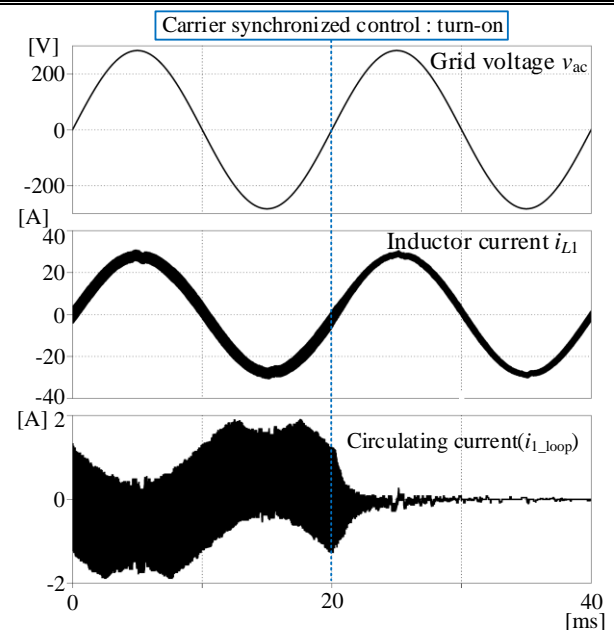


Fig. 4. Grid voltage and current waveforms of inverters.

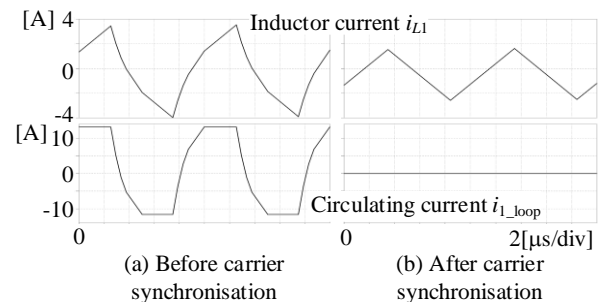


Fig.5. Magnified waveforms of inductor current and circulating current before and after carrier phase synchronization.

効電力，インバータ#1 のキャリアの初期位相に対するキャリア位相差を示す。キャリア同期前の位相差は図 4 と同じ条件である。キャリア同期前はキャリア位相差による有効電力が発生しているのに対し，キャリア同期制御をオンにすることで有効電力はほぼゼロに制御され，キャリア位相差もほぼ 0° となっている。また，このときのキャリア位相

は 35.5° であり、初期位相の平均値である 36° とほぼ同じ値となる。これは、すべてのインバータにキャリア同期制御を適用しているためであり、基準のインバータのキャリアに同期させる手法と比較して、キャリア同期速度が速い。

図 7 にインダクタンス値に誤差があるときのシミュレーション結果を示す。複数台接続時には各インバータのインダクタンス値に誤差があり、キャリア同期に影響を与える可能性がある。そのため、本シミュレーションでは、インバータ#2 に +20%、インバータ#3 に +10%、インバータ#4 に -20% の誤差を与え、キャリア同期法へのインダクタンス値誤差の影響を確認する。初期キャリア位相の条件は図 5 のシミュレーションと同じである。シミュレーション結果より、キャリア同期制御は有効電力をゼロに制御することでキャリア同期を達成している。一方で、循環電流実効値の平均は 6800 mA (0.34p.u.)、キャリア同期後は 686 mA (0.034p.u.) であり、インダクタンス値誤差のない場合と比較してキャリア同期後の循環電流が増加している。これは、インダクタンス値の誤差によりインバータ間でデューティに差が生じたことにより発生した循環電流であり、キャリア非同期によるものではない。また、(3)、(13)式よりインダクタンス値の誤差が有効電力に与える影響は小さい。これらより、提案制御はインダクタンス値の誤差による影響をほぼ受けないことがわかる。

図 8 に配線抵抗がある場合のシミュレーション結果を示す。実機実験において、配線の長さの違いなどにより、配線抵抗のばらつきが発生する。配線抵抗は有効電力を生じさせるため、その影響をシミュレーションによって検証する。本シミュレーションでは、インバータ#1 に $0.1\ \Omega$ 、インバータ#2 に $0.08\ \Omega$ 、インバータ#3 に $0.06\ \Omega$ 、インバータ#4 に $0.04\ \Omega$ 、インバータ#5 に $0.02\ \Omega$ の配線抵抗を接続している。設定した配線抵抗は、インバータの出力インピーダンスに対して 1%以下としている。シミュレーション結果より、キャリア同期制御は有効電力をゼロに制御することでキャリア同期を達成している。一方で、循環電流の実効値の平均値は 6770 mA (0.34p.u.)、キャリア同期後は 660 mA (0.033p.u.) であり、配線抵抗のばらつきがない場合と比較してキャリア同期後の循環電流が増加している。キャリア同期を達成していることから、この循環電流は配線抵抗のばらつきにより発生したものである。したがって、配線抵抗がインバータの出力インピーダンスに対して 1%以下である場合、キャリア同期精度への影響は小さい。

図 9 にサンプリング周波数と FFT の計算周期に対する循環電流の実効値の平均を示す。FFT の計算周期をキャリア周期の 10 倍とした場合、オーバーサンプリングの効果により、サンプリング周波数が大きいほどノイズの影響や量子化誤差が抑制され、サンプリング周波数がキャリア周波数

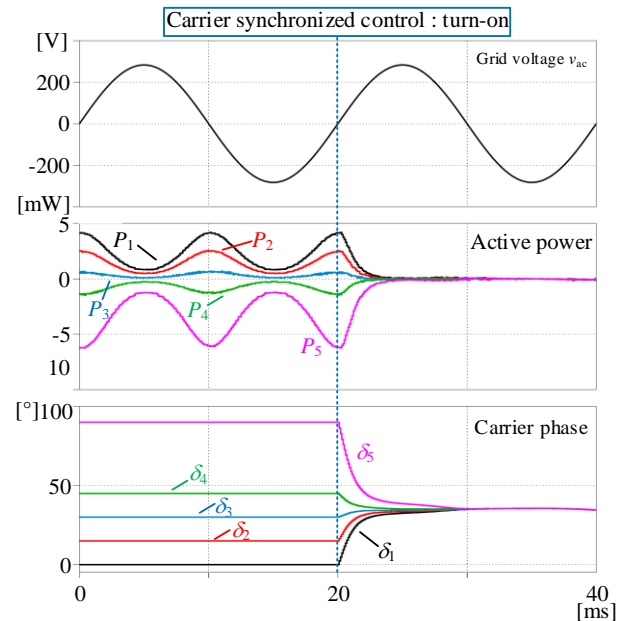


Fig. 6. Grid voltage and active power and carrier phase.

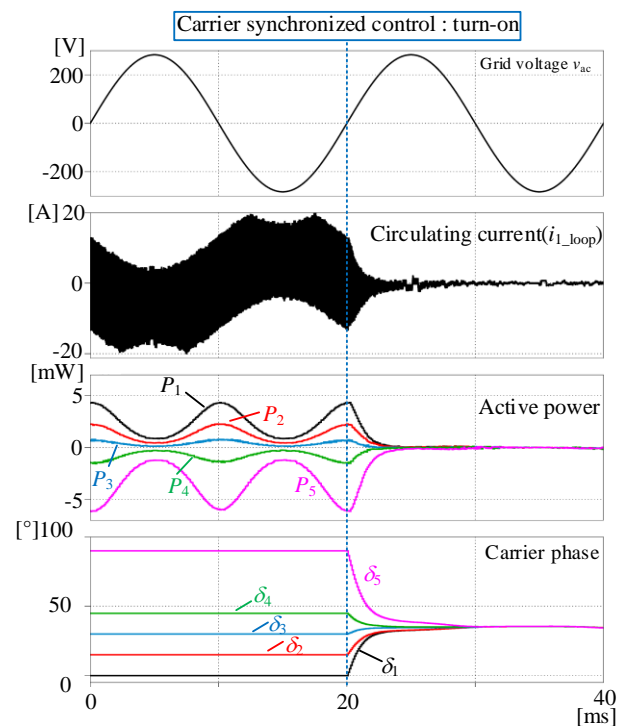


Fig.7. Circulating current and carrier phase when there are inductance value errors.

に対して 30 倍以上となると、循環電流が 0.02p.u. 以下に抑制される。また、サンプリング周波数が小さい領域では FFT の計算周期を長くすることにより、ノイズの影響や量子化誤差が抑制され、循環電流が低減されている。特に、FFT の計算周期をキャリア周期の 500 倍とした場合、キャリア 1 周期中に 5 回のサンプリングで、サンプリング回数が多い場

合とほぼ同じ循環電流(0.02p.u.以下)となる。そのため、キャリア周波数を2 MHzまで上げることが可能となる。また、FFTの計算周期を長くすることでUSPMコントローラのような高性能なコントローラを用いなくても、本制御を適用可能となる。ただし、計算周期を長くした場合、キャリア同期速度が遅くなることに注意が必要である。

5. まとめ

本論文では、高速サンプリングを用いた複数台並列接続された自律運転単相インバータの通信レスキャリア同期法を提案した。提案手法は文献(11)の2台並列インバータのキャリア同期法を複数台に拡張したものであり、高速サンプリングを用いて算出されたキャリア周波数成分の有効電力がゼロになるように位相角を制御し、キャリアを同期させる。本制御は他のインバータの情報を必要せず、他のスレーブコントローラやマスターコントローラとの通信なしにキャリア同期可能である。また、高速サンプリングではノイズが大きな問題となるが、本制御はFFTと積分を用いることで、ノイズの影響を抑制できる。本論文では複数台並列接続時においても、キャリア同期時に有効電力がゼロになることを数式により示した。また、シミュレーションにより5台接続時の循環電流が0.02p.u.以下に抑制されることを確認した。加えて、提案手法は配線インダクタンス値や配線抵抗のばらつきに対してロバスト性を有することを確認した。

今後は、提案法の実機検証を行う。また、キャリア同期制御の設計法や接続台数の上限についても検討を行う。

本研究は、内閣府総合科学技術・イノベーション会議の戦略的イノベーション創造プログラム(SIP)第3期「スマートエネルギーマネジメントシステムの構築」JPJ012207(管理法人:JST)によって実施された。

文 献

- (1) 内閣府 戦略的イノベーション創造プログラム:「IoE 社会のエネルギーシステム」, SIP 第2期研究開発概要(12課題), p. 10 (2020年)
- (2) Hiroki Watanabe, Koki Yamanokuchi, Yoshida Ikeda, Yoshikazu Takahashi and Jun-ichi Itoh: "Universal Smart Power Module (USPM) for Carbon Neutral Society", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 60, No. 2, pp. 3411-3417 (2024)
- (3) Mana Sakamoto and Hitoshi Haga: "Control Method for Single-Phase Active Filter Using Universal Smart Power Module", IEEE Journal of Industry Applications, Vol. 12, No. 3, pp.273-280 (2023)
- (4) 中村一稀, 川島加也, 吉本貴太郎, 横山智紀:「SoC-FPGAによるUniversal Smart Power Module(USPM)コントローラを用いた三相系統連系インバータの12.5MHzマルチサンプリング外乱補償型デッドビート制御」, 電気学会産業応用部門大会, 1-46, pp.1-203-1-206 (2022)
- (5) Daisuke Hiroe, Xiaohab Zhang, Kazuki Nakamura, Kotaro Sato Ryosuke Suzuki, Kantaro Yoshimoto and Tomoki Yokoyama: "A Study of 10 MHz Multi-Sampling Deadbeat Control for PMSM Drive System using USPM controller", IEEE Journal of Industry Application, Vol. 12, No.3, pp.508-516 (2023)
- (6) Max A. Parker, Li Ran and Stephen J. Finney: "Distributed Control of a

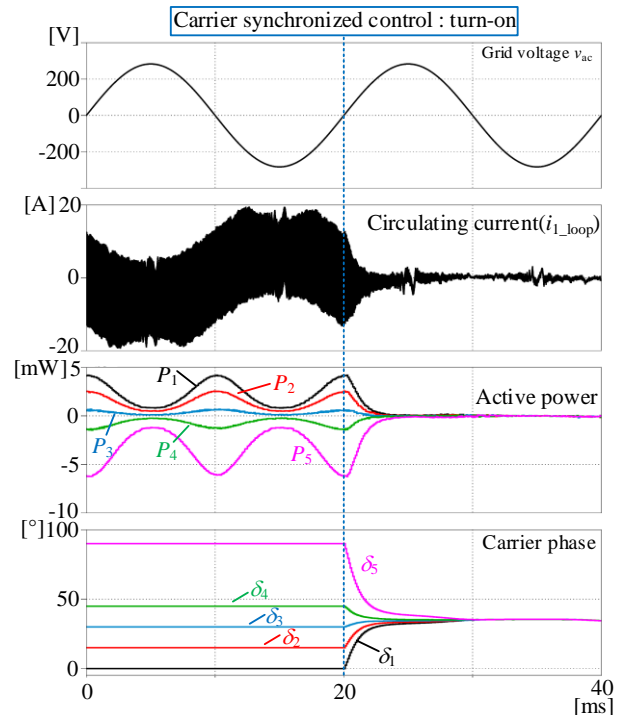


Fig.8. Circulating current and carrier phase when wiring resistance is considered.

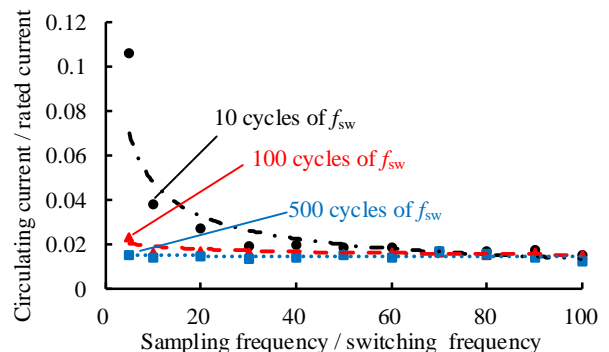


Fig.9. Circulating currents versus sampling frequency.

- (7) Fault-Tolerant Modular Multilevel Inverter for Direct-Drive Wind Turbine Grid Interfacing", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 2, pp. 509-522 (2013)
- (7) 鈴木貫太, 本田健斗, 廣惠大輔, 横山智紀:「USPMコントローラを用いたパワエレ装置出力波形の瞬時FFT解析手法に関する基礎検討」, 電気学会産業応用部門大会, 1-30, pp.1-163-1-164 (2023)
- (8) Jian Hu and Hao Ma: "Synchronization of the Carrier Wave of Parallel Three-Phase Inverters With Virtual Oscillator", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 10, pp.7998-8007 (2017)
- (9) Tao Xu, Feng Gao, Xiongfei Wang and Frede Blaabjerg: "A Carrier Synchronization Method for Global Synchronous Pulsewidth Modulation Application Using Phase-Locked Loop
- (10) 小原達也, 野口季彦, 近藤正示:「並列運転PWMインバータの信号線を用いないキャリア位相差検出法と同期化制御」, 電気学会論文誌D, 124巻, 5号, pp. 450-456 (2004)
- (11) 岩本拓巳, 渡辺大貴, 中田祐樹, 伊東淳一:「自立運転単相インバータの高速サンプリングを使ったキャリア同期法」, 電気学会産業応用部門大会, 1-37, pp.1-149-1-152 (2024)